

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-224152

(43)Date of publication of application : 21.08.1998

(51)Int.Cl.

H03D 7/14

(21)Application number : 09-022507

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 05.02.1997

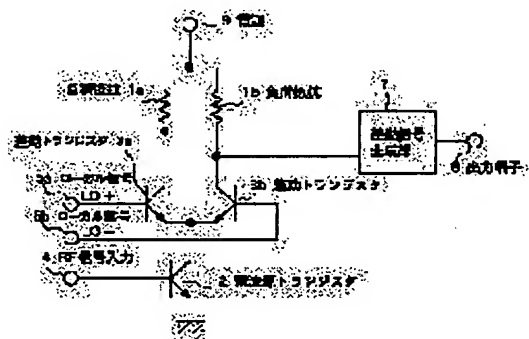
(72)Inventor : FUJII MASAHIRO

(54) MIXING METHOD AND CIRCUIT OF BALANCED MIXER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To suppress a direct current component in an output of a mixer in a direct conversion system.

SOLUTION: This balanced mixer consists of two load resistance 1a and 1b, a current source transistor 2 and two differential transistors 3a and 3b, whose collectors are separately connected to the resistance 1a and 1b and whose emitters together with each other, are connected to the collector of the transistor 2. In such cases, a received RF signal is inputted from an input terminal 4 to the base of the transistor 2, positive and negative phase local signals which are set equal to the carrier frequency of the RF signal and generated by a local oscillator are separately inputted from two input terminals 5a and 5b to the base of each differential transistor 3a and 3b. Two conversion signals are inputted to a difference generating part 7 from a connection point of each resistance 1a and 1b and the collector, and a difference signal of the two conversion signals is outputted as an output signal from an output terminal 8.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 05.02.1997

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3052872

[Date of registration] 07.04.2000

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

BEST AVAILABLE COPY

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-224152

(43) 公開日 平成10年(1998) 8月21日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 3 D 7/14

識別記号

F I

H 0 3 D 7/14

A

審査請求 有 請求項の数 7 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平9-22507

(22) 出願日 平成9年(1997) 2月5日

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 藤井 正浩

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株

式会社内

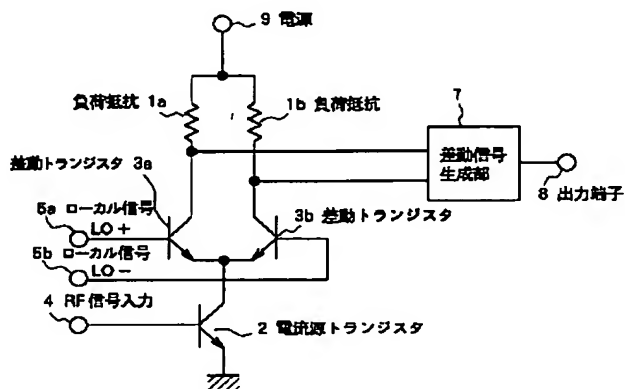
(74) 代理人 弁理士 若林 忠

(54) 【発明の名称】 バランス型ミキサのミキシング方法と回路

(57) 【要約】

【課題】 ダイレクトコンバージョン方式のミキサの出力中の直流成分を抑制する。

【解決手段】 2個の負荷抵抗1a、1bと、電流源トランジスタ2と、各コレクタがそれぞれ負荷抵抗1a、1bに接続され、各エミッタ同士が共に電流源トランジスタ2のコレクタに接続された2個の差動トランジスタ3a、3bとからなるバランス形ミキサにおいて、受信したRF信号を入力端子4から電流源トランジスタ2のベースに入力し、RF信号の搬送波の周波数に等しく設定して局部発振器で生成した正相と逆相のローカル信号を2つの入力端子5a、5bから各差動トランジスタ3a、3bのベースにそれぞれ入力する。各負荷抵抗1a、1bとコレクタとの接続点から2つの変換信号を差信号生成部7に入力し、2つの変換信号の差の信号を出力信号として出力端子8から出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 ダイレクト・コンバージョン方式のバランス型ミキサのRF信号とローカル信号とのミキシング方法において、

2個の差動信号を取り出す手順と、

前記取り出された2個の差動信号の差信号を生成して出力する手順とを有することを特徴とするバランス型ミキサのミキシング方法。

【請求項2】 入力されるRF信号の重畳された電流源と、2組のトランジスタの各コレクタがそれぞれ負荷素子を介して電源に接続され、エミッタ同士が共に前記電流源に接続され、各ベースに前記RF信号の搬送波周波数に等しい周波数の正相とその逆相のローカル信号が入力される差動トランジスタ回路とを含み、前記RF信号と前記ローカル信号とを混合して変換した信号を出力するダイレクト・コンバージョン方式のバランス型ミキサにおいて、

前記2組のトランジスタの各コレクタと負荷素子との接続点からそれぞれ差動信号を取り出す手段と、

前記取り出された差動信号の両者の差信号を生成して出力する手段とを有することを特徴とするバランス型ミキサ。

【請求項3】 差動トランジスタ回路が、各トランジスタのドレインが各負荷素子の一端に接続され、ソース同士が共にRF信号の重畳された電流源に接続され、各ゲートに互いに逆相のローカル信号が入力される2個の電解効果トランジスタからなり、前記2つの差動信号が前記各負荷素子とドレインとの接続点から出力される請求項2に記載のバランス型ミキサ。

【請求項4】 無信号時の出力レベルが0Vである請求項2または3に記載のバランス型ミキサ。

【請求項5】 前記各トランジスタから取り出された2個の差動信号を入力する第1の差動増幅部と、前記第1の差動増幅部の出力を入力して、無信号時の出力レベルとを比較してその差の信号を出力する第2の差動増幅部とを有する請求項4に記載のバランス型ミキサ。

【請求項6】 前記無信号時の出力レベルが、前記第1の差動増幅部の電流源トランジスタとカレントミラー接続されたトランジスタと抵抗の回路によって生成される請求項5に記載のバランス型ミキサ。

【請求項7】 前記第2の差動増幅部が演算増幅器である請求項5に記載のバランス型ミキサ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、RF入力信号とローカル入力信号とを混合するミキサに関し、特にローカル入力信号の周波数がRF入力信号の搬送波周波数に等しいバランス型のダイレクト・コンバージョン方式のミキサに関する。

【0002】

【従来の技術】 ローカル入力信号の周波数をRF入力信号の搬送波周波数に等しくするダイレクト・コンバージョン方式のバランス型ミキサは、高周波のフィルタが不要になり、必要なローパスフィルタのカットオフ周波数もディジタルフィルタの適用可能な周波数帯域になるので、集積回路化に適しており、将来有望な技術として期待されている。

【0003】 従来のダイレクト・コンバージョン方式のミキサの1例を図9に示す。

【0004】 このミキサは、電流源トランジスタ2と、2個の負荷抵抗1a、1b及び差動トランジスタ3a、3bとからなるバランス型ミキサで、2個の差動トランジスタ3a、3bは、コレクタがそれぞれ各負荷抵抗1a、1bを介して電源9に接続され、エミッタ同士の接続点が電流源トランジスタ2のコレクタに接続されている。

【0005】 受信したRF信号はRF信号入力端子4から電流源トランジスタ2のベースに入力され、局部発振器で生成されたローカル信号は、180度の位相差を持つ2つのローカル信号として端子5a、5bから各差動トランジスタ3a、3bのベースにそれぞれ入力される。この局部発振器で生成されたローカル信号の周波数がRF信号の搬送波と同じ周波数に設定されているので、受信したRF信号はこのミキサにより直接ベースバンド信号に変換されて、負荷抵抗1aと差動トランジスタ3a、または負荷抵抗1bと差動トランジスタ3b、のいずれか一方の接続点から出力端子8を経て出力される。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】 このような構成のミキサは、相互変調歪みや素子の非直線性に伴うバイアス変動等により、出力にベースバンド信号以外の直流成分が出力されてしまうという問題がある。

【0007】 ここで、直流成分の発生機構について説明する。

【0008】 入力電圧をV、電流をIとすると、トランジスタの電圧・電流特性は、級数展開することにより数式1で表される。

【0009】

【数1】

$$I(V) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k V^k$$

入力電圧Vが、中心値V0、振幅VA、角周波数ωとして数式2で表されるとき、

【0010】

【数2】

$$V = V_A \sin \omega t + V_0$$

電流Iは、数式3となる。

【0011】

【数 3】

$$I = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \{V_A \sin \omega t + V_0\}^k$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} a_k \sum_{l=0}^k \frac{k!}{l!(k-l)!} V_0^{k-l} V_A^l \sin^l \omega t$$

直流成分 c_0 は、数式 3 をフーリエ級数展開したときの 0 次の係数として数式 4 で表される。

【0012】

【数 4】

$$C_0 = \frac{\omega}{2\pi} \int_{-\pi/\omega}^{\pi/\omega} \sum_{k=0}^{\infty} a_k \sum_{l=0}^k \frac{k!}{l!(k-l)!} V_0^{k-l} V_A^l \sin^l \omega t dt$$

$$= \frac{\omega}{2\pi} \sum_{k=0}^{\infty} a_k \sum_{l=0}^k \frac{k!}{l!(k-l)!} V_0^{k-l} V_A^l \int_{-\pi/\omega}^{\pi/\omega} \sin^l \omega t dt$$

ここで、積分項は、係数 1 が奇数のときは 0 となり、偶数のときは 0 以外の値となる。

【0013】従来のミキサにおいて直流成分が出力される根本的な原因は、この電流電圧特性の偶数次の項によるものであり、この直流成分は信号振幅に依存して変化する。特に、ダイレクト・コンバージョン方式においては、中間周波数に変換する他の方式とは異なり、バンド

パスフィルタやハイパスフィルタ等を用いてこの直流成分を除去することができないので、周波数変換後の信号がそのまま出力されてしまうという問題がある。

【0014】図 10 は、出力信号と直流成分のパワーの、RF 信号のパワーに対する依存性を示すもので、図 9 の回路について、ローカル信号の周波数を 1.000 GHz、RF 信号の周波数を 1.0005 GHz として、ハーモニック・バランス法によるシミュレーションを行なった結果である。例えば、RF 入力が一 40 dBm のとき、直流出力が一 60 dBm であることを示している。

【0015】そこで、その解決方法として、図 11 に示す回路が 1995 年の ISSCC、Technical Digest、pp. 138 に開示された。

【0016】この第 2 の従来例の回路は、基本的には上述の第 1 の従来例と同様なシングルバランス型のミキサであるが、端子 4 から入力される RF 信号が、電流源トランジスタ 2 のベースではなく、容量 6 を介して電流源トランジスタ 2 のコレクタに入力されている点が第 1 の従来例と異なる。この回路は、差動部に流れる一定の電流に RF 信号を重畳する形になるので、第 1 の従来例よりは電流源トランジスタ 2 の非直線性に伴う直流成分の出力を抑制することができる。図 12 は、その出力信号レベルの入力 RF 信号電力依存性を示すグラフで、この第 2 の従来例においても RF 入力が一 40 dBm のとき、直流出力が一 90 dBm となり、相互変調歪みに起因した直流成分の抑制効果はなお不十分である。

【0017】本発明の目的は、上述の従来の問題点を改善し、出力中のベースバンド信号成分以外の直流成分を抑制することのできるダイレクトコンバージョン方式の

ミキサを提供することにある。

【0018】

【課題を解決するための手段】本発明のバランス型ミキサのミキシング方法は、2 個の差動信号を取り出す手順と、取り出された 2 個の差動信号の差信号を生成して出力する手順とを有する。

【0019】本発明のバランス型ミキサは、2 組のトランジスタの各コレクタと負荷素子との接続点からそれぞれ差動信号を取り出す手段と、取り出された差動信号の両者の差信号を生成して出力する手段とを有する。

【0020】2 組のトランジスタは、バイポーラトランジスタでも電解効果トランジスタでもよい。

【0021】また、無信号時の出力電圧は、0 V であることが望ましい。

【0022】2 組のトランジスタから取り出した 2 つの差動信号は、第 1 の差動増幅部を介して第 2 の差動増幅部で無信号時の出力レベルとを比較してその差の信号を出力するのがよい。この第 2 の増幅部は、演算増幅器であることが望ましい。

【0023】無信号時の出力レベルが、第 1 の差動増幅部の電流源トランジスタとカレントミラー接続されたトランジスタと抵抗の回路によって生成されてもよい。

【0024】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。

【0025】図 1 は本発明の第 1 実施例の回路図、図 2 は第 1 実施例の出力信号レベルの入力 RF 信号電力依存性を示すグラフである。

【0026】図 1 において、本発明による第 1 実施例のミキサは、電流源トランジスタ 2 と、2 個の負荷抵抗 1 a、1 b と、各コレクタがそれぞれ負荷抵抗 1 a、1 b の一端に接続され、各エミッタ同士が共に電流源トランジスタ 2 のコレクタに接続された 2 個の差動トランジスタ 3 a、3 b とからなる従来と同様なバランス形ミキサに対して、受信した RF 信号が RF 入力端子 4 から電流源トランジスタ 2 のベースに入力され、RF 信号の搬送波と同一の周波数に設定されたローカル信号を局部発振器で生成した正相の信号とその逆相の 2 つのローカル信号が入力端子 5 a、5 b から各差動トランジスタ 3 a、3 b のベースにそれぞれ入力される。そして、変換された信号は、各負荷抵抗 1 a、1 b と差動トランジスタ 3 a、3 b との接続点からそれぞれ出力される。これらの 2 つの変換信号は、差信号生成部 7 に入力されて、出力信号として 2 つの変換信号の差の信号が出力端子 8 から出力される。

【0027】このように、受信した RF 信号の搬送波に等しい周波数の正相および逆相の信号をローカル信号として、受信した RF 信号と共にバランス形ミキサに入力し、バランス形ミキサから 2 個の変換信号を取り出してその差信号を生成、出力することにより、出力信号中の

10

20

30

40

50

直流成分を抑制することができる。

【0028】すなわち、この回路の出力信号は、各トランジスタ 3a, 3b の電流 I_a , I_b と負荷抵抗 $1a$, $1b$ の抵抗値 R_a , R_b との積である 2 つの電圧の差による信号であり、各トランジスタ 3a, 3b には逆相の信号が入力されるので、出力 V_{OUT} は数式 1 を用いて次の数式 5 のように表される。

【0029】

【数 5】

$$V_{OUT} = R \{I(V) - I(-V)\} = R \sum_{k=0}^{\infty} \alpha_k \{V^k - (-V)^k\}$$

さらに、係数 k が奇数の場合の項のみが残されるので、

【0030】

【数 6】

$$V_{OUT} = R \{I(V) - I(-V)\} = 2R \sum_{m=1}^{\infty} \alpha_{2m-1} V^{2m-1}$$

となる。ここで、直流成分は、数式 4 で説明したように偶数成分によるものであったが、本発明によるとこの偶数成分が消去されて直流成分が出力されなくなることが判る。

【0031】図 2 は、第 1 実施例において、出力信号と直流成分のパワーの、入力 RF 信号のパワーに対する依存性を示すもので、ローカル信号の周波数を 1.0000 GHz、RF 信号の周波数を 1.0005 GHz とし、ハーモニック・バランス法によるシミュレーションを行なった結果である。

【0032】第 1 の従来例について同様に行なった図 10 の結果と比較すると、RF 入力が一 40 dBm のとき、従来例の直流出力が一 60 dBm であったのに対して、本発明によるものは一 125 dBm であって、直流出力は本発明による方が 65 dB も抑制されていることが判る。

【0033】

【実施例】次に、本発明の第 2 の実施例について図 3 及び図 4 を参照して説明する。この第 2 の実施例は、第 2 の従来例の回路に本発明を適用したものである。

【0034】第 2 実施例においては、図 3 に示すように、正相・逆相のローカル信号が入力され、双方の負荷抵抗 $1a$, $1b$ との接続点から変換信号が出力される 1 組の差動トランジスタ 3a, 3b の回路部分は第 1 実施例と同様であるが、受信した RF 信号が端子 4 から電流源トランジスタ 2 のコレクタに入力されている点が第 1 実施例と異なる。

【0035】図 4 は、この第 2 実施例について、第 1 実施例と同様の条件でハーモニックバランス法でシミュレーションを行なった結果である。第 2 の従来例と比較すると、RF 入力一 40 dBm のとき、第 2 の従来例においては一 90 dBm の直流出力であったが本発明の第 2 実施例では一 120 dBm となり、直流出力の抑制効果が従来例に比較して約 30 dB の改善となる。

【0036】次に、本発明の第 3 の実施例について図 5 を参照して説明する。

【0037】第 3 の実施例は、第 1 実施例の差信号生成部 7 を差動増幅部 10 と演算増幅部 20 により構成したもので、差動増幅部 10 は、ミキサ部と同様の構成の電流源トランジスタ 12 と、2 個の負荷抵抗 $11a$, $11b$ 及び差動トランジスタ $13a$, $13b$ とから構成される。この差動増幅部 10 は、ミキサ部の 2 つの出力が各差動トランジスタ $13a$, $13b$ のそれぞれのベースに接続され、ミキサ部の 2 個の負荷抵抗 $1a$, $1b$ の電圧の差を一方の差動トランジスタ $13a$ のコレクタと負荷抵抗 $11a$ との接続点から演算増幅器 21 の一方の入力端子に出力する。演算増幅器 21 は、他方の入力端子に参照電圧 25 として差動増幅部 10 の電流源電流と負荷抵抗の積の $1/2$ の電圧が入力され、バイアス成分の除去も行なっている。この第 3 の実施例では、一 40 dBm の RF 入力信号として上述と同様のシミュレーションを行なったところ、直流出力が一 110 dBm の結果を得た。すなわち、第 1 の従来例の一 60 dBm に対して、約 50 dBm の改善となる。

【0038】図 6 は、本発明の第 4 の実施例で、第 3 実施例の演算増幅部 20 の参照電圧 25 を負荷抵抗 32 と電流源トランジスタ 31 からなる参照電圧発生部 30 に置換したものである。この電流源トランジスタ 31 と差動増幅部 10 の電流源トランジスタ 14 とをカレントミラー接続することにより、演算増幅部 20 に差動増幅部 10 の直流バイアス電圧が供給され、この結果演算増幅部 10 の出力からバイアス成分が除去される。

【0039】図 7 は、本発明の第 5 の実施例で、第 1 実施例の差信号生成部 7 を 4 個の抵抗器 22 , 23 , 27 , 28 と演算増幅器 21 からなる差動増幅部 20 により構成するものである。この構成では、前述のシミュレーションで直流出力は一 100 dBm となった。

【0040】図 8 は、本発明の第 6 の実施例で、ミキサ部のトランジスタを高周波特性に優れた $GaAs$ FET $3c$, $3d$ を用いて構成したものである。このミキサでは、受信した RF 信号が各差動 FET $3c$, $3d$ のソースに接続された電流源 FET $2b$ のゲートに入力され、局部発振器で生成された RF 信号と同じ周波数で正相と逆相のローカル信号が各差動 FET $3c$, $3d$ のゲートに入力される。ミキサ部の出力は、各々が負荷抵抗 $1a$, $1b$ に接続された各差動 FET $3c$, $3d$ のドレインから差動増幅部 20 に入力される。この差動増幅部 20 は、ミキサ部の 2 個の負荷抵抗 $1a$, $1b$ の電圧の差を出力するように動作し、前述の各実施例と同様に直流成分の原因となる偶数次の出力を除去し、不要な直流成分の出力が低減される。この構成では、前述のシミュレーションにおいて、出力の直流成分は一 120 dBm が得られた。

【0041】本発明は、上述の実施例のようにミキサ部

7

のトランジスタがバイポーラ・トランジスタやGaAs FETのみならず、シリコンMOSFETであっても同様の効果を得ることができる。

【0042】また、ミキサのローカル信号の周波数を入力されるRF信号の搬送波の周波数と等しくするダイレクトコンバージョン方式において、上述のように本発明を適用することにより、出力信号中に含まれるベースバンド信号成分以外の直流成分を抑制できるので、ダイレクトコンバージョン方式のミキサの周波数変換特性を向上して、IC化された携帯型電話機等の装置の小型化、軽量化に対して多大の貢献が期待できる。

【0043】

【発明の効果】上述のように本発明は、ダイレクト・コンバージョン方式のバランス型ミキサにおいて、RF信号とRF信号の搬送波周波数に等しい周波数のローカル信号とを2個のトランジスタからなる差動トランジスタ回路に入力して、2個のトランジスタからそれぞれ差動信号を出力し、出力された2個の差動信号からそれらの差信号を生成して変換信号として出力することにより、出力信号中の偶数成分が消去されて、出力中のベースバンド信号成分以外の直流成分を抑制できる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例の回路図である。

【図2】本発明の第1実施例の出力信号レベルの入力RF信号電力依存性を示すグラフである。

【図3】本発明の第2実施例の回路図である。

【図4】本発明の第2実施例の出力信号レベルの入力R

8

F信号電力依存性を示すグラフである。

【図5】本発明の第3実施例の回路図である。

【図6】本発明の第4実施例の回路図である。

【図7】本発明の第5実施例の回路図である。

【図8】本発明の第6実施例の回路図である。

【図9】従来のミキサの1例の回路図である。

【図10】従来のミキサの1例の出力信号レベルの入力RF信号電力依存性を示すグラフである。

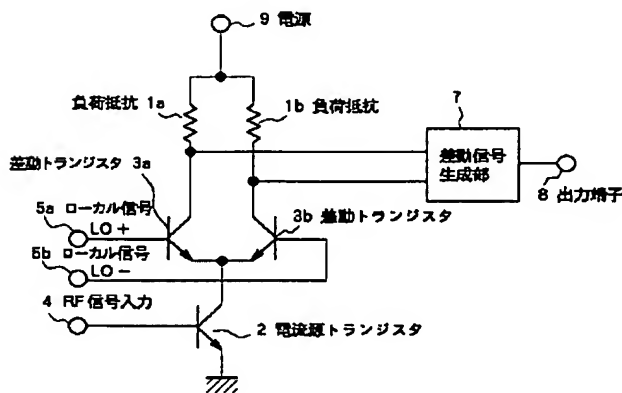
【図11】従来のミキサの他の例の回路図である。

【図12】従来のミキサの他の例の出力信号レベルの入力RF信号電力依存性を示すグラフである。

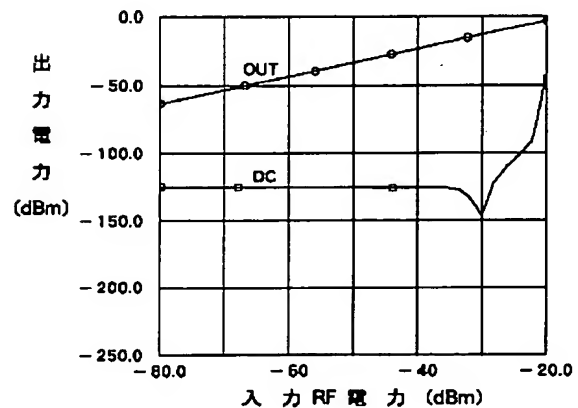
【符号の説明】

- 1a, 1b, 11a, 11b, 32 負荷抵抗
- 2, 2a, 12 電流源トランジスタ
- 3a~3d, 13a, 13b 差動トランジスタ
- 4 RF信号入力端子
- 5a, 5b ローカル信号入力端子
- 6 コンデンサ
- 7 差信号生成部
- 8 出力端子
- 9 電源
- 10 差動増幅部
- 20 演算増幅部
- 21 演算増幅器
- 22, 23, 24, 27, 28 抵抗器
- 25, 31 参照電源
- 30 参照電圧発生部

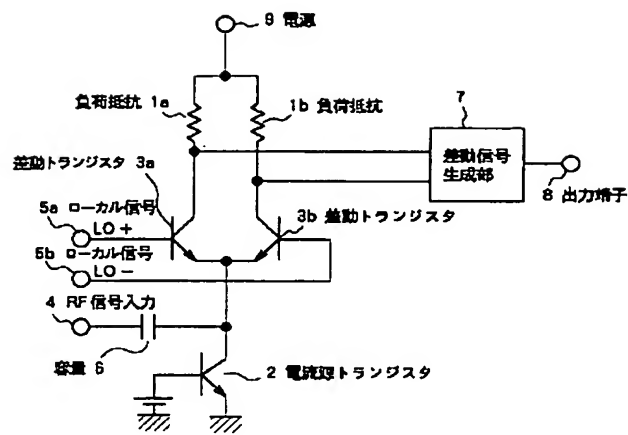
【図1】



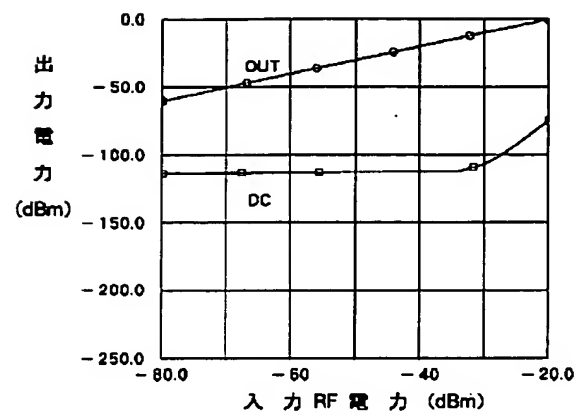
【図2】



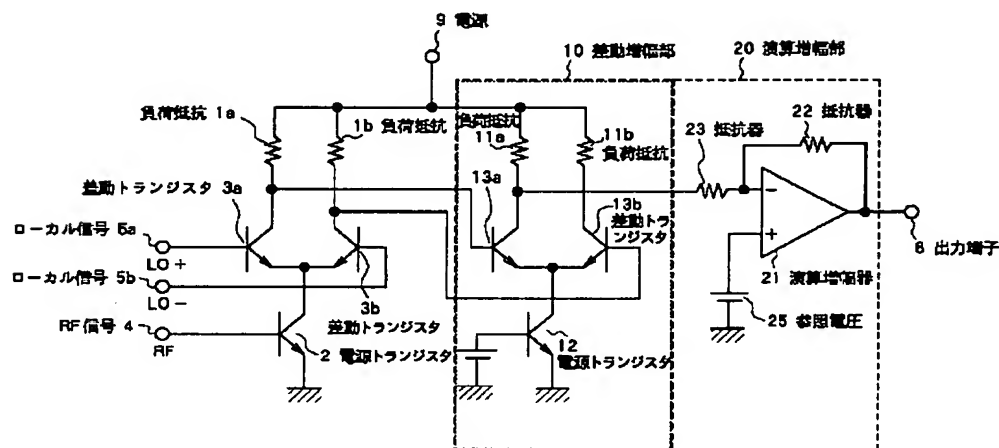
【図 3】



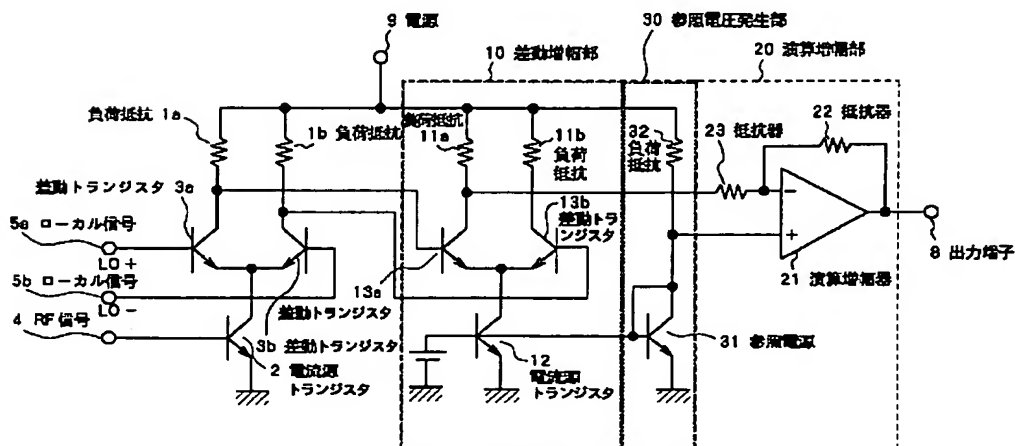
【図 4】



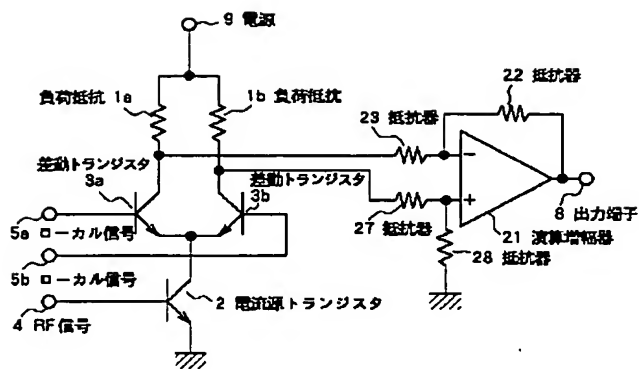
【図 5】



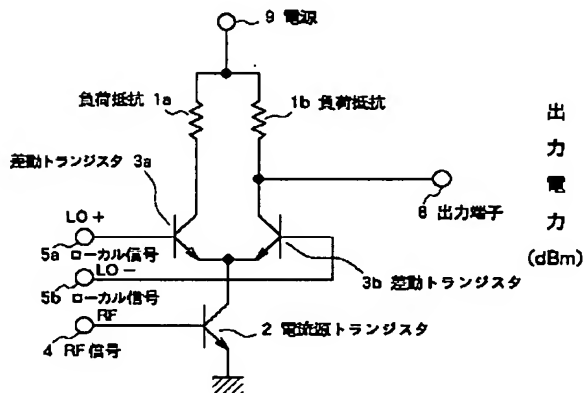
【図 6】



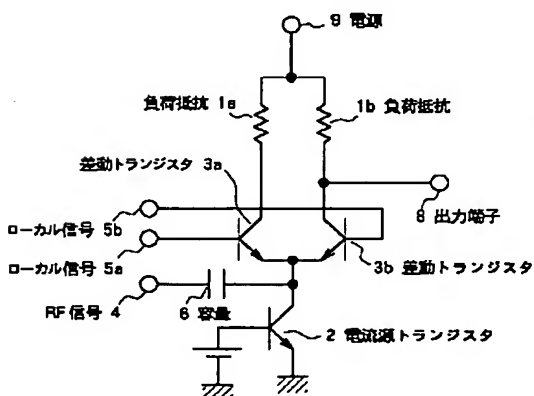
【図7】



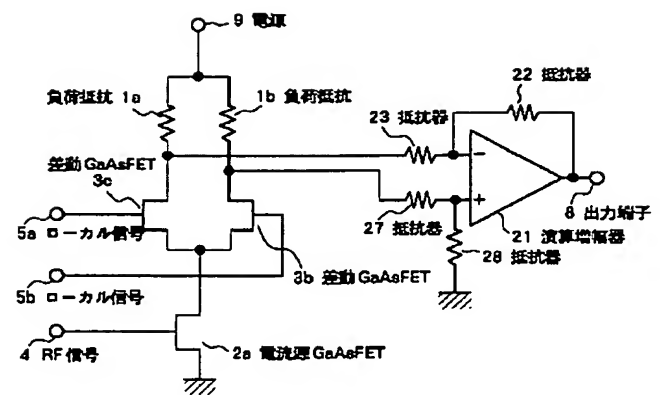
【図9】



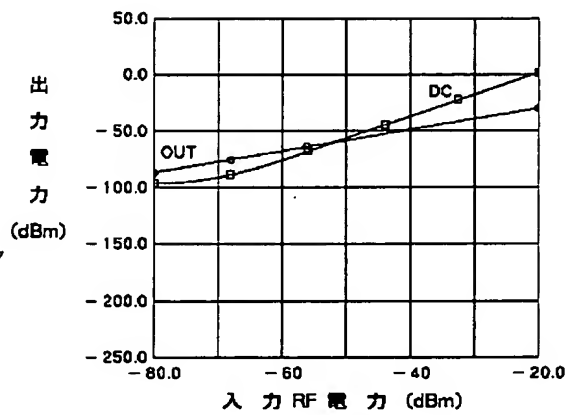
【図11】



【図8】



【図10】



【図12】

